

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: KIM, Joon Tae Conf.:
Appl. No.: NEW Group:
Filed: August 1, 2003 Examiner:
For: CHANNEL EQUALIZER DIGITAL TV RECEIVER
USING THE SAME

L E T T E R

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

August 1, 2003

Sir:

Under the provisions of 35 U.S.C. § 119 and 37 C.F.R. § 1.55(a), the applicant(s) hereby claim(s) the right of priority based on the following application(s):

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
KOREA	2002-0045575	August 1, 2002

A certified copy of the above-noted application(s) is(are) attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this, concurrent, and future replies, to charge payment or credit any overpayment to Deposit Account No. 02-2448 for any additional fee required under 37 C.F.R. §§ 1.16 or 1.17; particularly, extension of time fees.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By 
Joseph A. Kolasch, #22,463

JAK/ka
0465-1044P

P.O. Box 747
Falls Church, VA 22040-0747
(703) 205-8000

Attachment(s)

KIM, Joon Tae

Aug. 1, 2003

BSKB, LLP

703-205-8000

465-1044P

1 of 1

대한민국 특허청

KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출원번호 : 10-2002-0045575
Application Number

출원년월일 : 2002년 08월 01일
Date of Application AUG 01, 2002

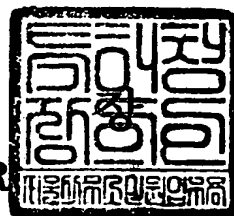
출원인 : 엘지전자 주식회사
Applicant(s) LG Electronics Inc.



2003 년 07 월 24 일

특 허 청

COMMISSIONER





【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0001
【제출일자】	2002.08.01
【국제특허분류】	H04N
【발명의 명칭】	채널 등화 장치 및 이를 이용한 디지털 T V 수신기
【발명의 영문명칭】	Channel equalizer and digital TV receiver using for the same
【출원인】	
【명칭】	엘지전자 주식회사
【출원인코드】	1-2002-012840-3
【대리인】	
【성명】	김용인
【대리인코드】	9-1998-000022-1
【포괄위임등록번호】	2002-027000-4
【대리인】	
【성명】	심창섭
【대리인코드】	9-1998-000279-9
【포괄위임등록번호】	2002-027001-1
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김준태
【성명의 영문표기】	KIM, Joon Tae
【주민등록번호】	670927-1064011
【우편번호】	449-908
【주소】	경기도 용인시 기흥읍 영덕리 두진아파트 102-1101
【국적】	KR
【심사청구】	청구
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인 김용인 (인) 대리인 심창섭 (인)

【수수료】

【기본출원료】 20 면 29,000 원

【가산출원료】 37 면 37,000 원

【우선권주장료】 0 건 0 원

【심사청구료】 29 항 1,037,000 원

【합계】 1,103,000 원

【첨부서류】

1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】**【요약】**

VSB 변조 방식을 이용하는 지상파 디지털 TV의 수신기의 채널 등화 장치에 관한 것으로서, 특히 LS 방식에 의한 정확한 채널 추정기를 사용함으로써, 전송 채널의 특성에 관계없이 정확하게 전송채널을 추정할 수 있으며, 상기 추정된 채널을 근간으로 주파수 영역에서 채널 등화를 수행함으로써, 완벽한 채널 왜곡의 보상이 가능하고 시변 다중 경로 채널에 대해서도 견고한 프레임 동기를 제공하므로 이동 채널에서도 우수한 성능을 낼 수 있고 또한, 시간 영역의 횡단 필터에 비하여 훨씬 간단한 하드웨어로 구현되는 FFT를 사용할 수 있으므로, 보다 긴 등화 영역(Equalizing Range)을 이룰 수 있게 된다.

【대표도】

도 1

【색인어】

주파수 영역, 채널 등화, VSB, 잡음 예측기

【명세서】

【발명의 명칭】

채널 등화 장치 및 이를 이용한 디지털 TV 수신기{Channel equalizer and digital TV receiver using for the same}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 본 발명에 따른 채널 등화 장치의 전체 구성 블록도

도 2는 일반적인 VSB 전송 시스템의 데이터 프레임 구성도

도 3은 본 발명에 따른 미지의 시스템 인지 모델의 구성도

도 4의 (a) 내지 (e)는 LS 방식의 채널 추정에 데이터가 끼치는 영향을 나타내는 구성도

도 5는 도 1의 LS 방식을 이용한 채널 추정부의 상세 구성도

도 6은 도 1의 주파수 영역 제로 포싱 채널 왜곡 보상부의 상세 구성도

도 7은 도 1의 잡음 제거부의 상세 구성도

도 8은 본 발명에 따른 채널 등화 장치가 적용되는 디지털 TV 수신기의 일 예를 보인 구성도

도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

100 : 채널부

200 : 채널 추정부

210 : 상호 상관값 생성부

220 : 순시 채널 추정부

230 : 채널 추정 필터부

300 : 채널 왜곡 보상부

310, 320 : FFT부

330 : 롬

340 : 복소 곱셈기

350 : IFFT부

400 : 잡음 제거부

410 : 잡음 예측기

420 : 감산기

【발명의 상세한 설명】**【발명의 목적】****【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】**

<17> 본 발명은 VSB(vestigial side band) 변조 방식을 이용하는 지상파 디지털 TV의 수신기의 채널 등화 장치에 관한 것이다.

<18> 통상, VSB 방식으로 송신단에서 전송되는 지상파 TV 신호는 다중 경로 채널을 통과하여 수신단에 도착하게 된다. 이때, 도착한 신호는 인접 심벌과의 간섭(Inter Symbol Interference ; ISI)때문에 심하게 왜곡되어 있는 상태이며 이런 이유로 간섭을 없애고 원 신호를 복원하기 위해서는 채널 등화기의 채용이 필수적이다.

<19> 현재 VSB 방식과 같은 단일 반송파 전송시스템을 위해 수신기에서 가장 많이 채택하고 있는 채널 등화기로는 비선형 판정 궤환 등화기(Nonlinear Decision Feedback Equalizer)가 있다. 상기 비선형 판정 궤환 등화기는 시간 영역에서 동작하며 계수 갱신을 위해 연산량이 작은 LMS(Least Mean Square) 알고리즘을 사용하기 때문에 수렴속도는 느리지만 그 구현이 간단하다는 장점이 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<20> 그러나 채널 왜곡이 심한 경우, 즉 상기 시간 영역 판정 궤환 등화기의 출력

이 ISI를 모두 제거하지 못한 상황이거나 혹은 정상 동작 중에 갑자기 채널에 큰 변화가 생긴 경우 상기 비선형 판정 궤환 등화기의 출력을 판정한 판정값(Decision Value)은 원 신호와 많이 다르게 된다. 이 경우 잘못 판정된 판정값이 궤환 부분의 등화기로 재입력 되면서 더욱 더 비선형 판정 궤환 등화기의 출력이 열화되는 일종의 오차진행(Error Propagation) 현상이 생길 수 있다. 또한, 상기 오차진행 현상이 생기고 난 후에는 전송 채널의 상태가 양호해 지더라도 등화기는 재수렴을 하지 못하고 계속 열화된 상태로 남아있는 히스테리시스 증상을 보이기 때문에 심한 정적 다중경로 채널 상황하에서는 등화 성능에 한계를 보이는 단점이 있다.

<21> 그리고, 상기 비선형 판정 궤환 등화기와 같은 시간 영역 등화기의 경우에는 다중 경로 중에서 가장 큰 에너지를 가지고 들어오는 메인 경로(main path)만 남겨놓고 나머지 경로에 해당하는 ISI 성분을 모두 제거하는 방식으로 동작하기 때문에 정적 채널이 아니고 시변 채널과 같이 메인 경로의 위치가 변하는 경우에는 견고하게 동작하지 못하며, 이로 인해 프레임 동기가 자주 깨지는 단점이 있다. 상기 프레임 동기는 등화기 후에 연결되는 채널 디코딩 과정에서 반드시 필요한 것으로 이 동기가 깨질 경우 채널 디코딩은 불가능하다.

<22> 또한, 지상파 TV용 전송채널의 경우 지형지물의 영향을 매우 민감하게 받는 특성 때문에 다중경로의 시간차 또한 수십 μs 이상 차이나는 경우가 종종 발생한다. 심볼율(10.76 MHz)로 동작하는 시간 영역 등화기에서 이렇게 많은 경로 시간차를 가지고 들어오는 다중경로 신호로부터 원 신호를 복원하기 위해서는 시간 영역 등화기의 필터의 길이가 중앙 탭을 기준으로 전후 최소 수백 탭 이상 되어야 한다. 이처럼 최근의 지상파

TV 수신기에서 등화 가능한 시간 영역의 확산이 점차 요구되고 있는 시점에서 시간 영역 적응 등화 필터의 길이를 마냥 늘이는 데는 그 구현상의 한계가 뒤따른다.

<23> 본 발명의 목적은 VSB 방식으로 전송된 지상파 TV 신호의 채널 등화를 주파수 영역에서 수행함으로써, 다중 경로의 갯수나 그 왜곡정도의 세기에 무관하게 항상 일관된 성능을 낼 수 있는 채널 등화 장치 및 이를 이용한 디지털 TV 수신기를 제공함에 있다.

<24> 본 발명의 또 다른 목적은 시변 다중 경로 채널에서도 등화기 출력의 데이터 프레임 동기는 항상 일정한 형태의 특성을 갖도록 하는 채널 등화 장치 및 이를 이용한 디지털 TV 수신기를 제공함에 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<25> 상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 채널 등화 장치의 특징은, LS(Least Square) 방식의 채널 추정기를 통해 정확한 전송채널을 얻고 그를 근간으로 ISI가 제거되도록 하는 제로 포싱(zero forcing) 방식의 채널 등화기를 주파수 영역에서 구현함으로써, 다중 경로의 갯수나 그 왜곡정도의 세기에 무관하게 항상 일관된 성능을 낼 수 있도록 하는데 있다.

<26> 본 발명의 또 다른 특징은, 다중경로의 메인 경로가 시간적으로 변하는 시변 다중 경로 채널에서도 채널 등화기 출력의 데이터 프레임 동기는 항상 일정한 형태의 특성을 갖도록 함으로써, 시간 영역 등화기가 가지고 있는 단점(예를 들면, 등화기 출력의 데이터 프레임의 동기가 메인 경로에 따라 자주 변함으로써 발생하는 프레임 에러)을 극복하여 고정 수신뿐만이 아니고 이동 수신 상황에서도 견고한 수신 성능을 낼 수 있도록 하는데 있다.

- <27> 상기와 같은 특징을 갖도록 구성된 본원 발명에 따른 채널 등화 장치는, 채널을 통과한 수신 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하여 채널의 유한한 임펄스 응답 추정치를 출력하는 채널 추정부와, 상기 수신 신호와 추정된 임펄스 응답을 각각 주파수 영역으로 변환한 후 주파수 영역에서 추정된 채널 임펄스 응답을 이용하여 상기 수신 신호의 채널 왜곡을 보상하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.
- <28> 상기 채널 추정부는 훈련시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 준비한 훈련신호와의 상호 상관값 $p(n)$ 을 계산하는 상호 상관값 생성부와, 훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬의 계수와 상기 상호 상관값을 행렬곱하여 순시 채널값을 추정해 내는 순시 채널 추정부와, 기 저장된 이전 프레임의 추정 채널과 상기 순시 채널 추정부에서 출력되는 현재 순시 채널과의 평균을 구하여 출력하는 추정 채널 필터부로 구성되는 것을 특징으로 한다.
- <29> 상기 채널 왜곡 보상부는 상기 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부와, 상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답을 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와, 상기 주파수 영역으로 변환된 채널 임펄스 응답의 역 값을 미리 테이블화하여 저장하고 있는 롬과, 상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역 수신 신호의 왜곡을 상기 롬에서 출력된 신호를 이용하여 보정하는 복소 곱셈기와, 상기 복소 곱셈기에서 출력되는 주파수 영역 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부로 구성되는 것을 특징으로 한다.
- <30> 상기 채널 왜곡 보상부는 수신되는 신호의 데이터 블록을 이전 데이터 블록과 중첩시켜서 $2x$ FFT를 가능케 하는 $1x \rightarrow 2x$ 변환기와, 상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임

펄스 응답을 $2x$ FFT 블록에 맞도록 0 값으로 채워 넣는 제로 패딩기와, 상기 $1x \rightarrow 2x$ 변환기의 $2x$ 데이터 블록을 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT부와, 상기 0값이 채워진 추정 채널 임펄스 응답을 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와, 상기 제 2 FFT부의 실수 및 허수의 출력을 제공하고 더해서 주소를 생성하는 주소 생성기와, 채널 임펄스 응답의 역값을 미리 저장하고 있으며, 상기 주소 생성기의 주소에 해당하는 위치의 역값을 출력하는 ROM과, 상기 ROM의 출력값과 제 2 FFT부의 실수 및 허수값을 각각 곱하는 곱셈기와, 상기 제 1 FFT부에서 출력되는 주파수 영역 수신 데이터의 복소 출력값과 상기 곱셈기의 복소 출력값의 복소 곱셈을 수행하는 복소 곱셈기와, 상기 복소 곱셈기의 출력값을 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부와, 상기 IFFT부의 출력으로부터 $1x$ 블록의 데이터만 추출하는 $2x \rightarrow 1x$ 변환기로 구성되는 것을 특징으로 한다.

<31> 본원 발명에 따른 채널 등화 장치는 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음과 잔류 심볼 간섭 성분을 제거하는 잡음 제거부를 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

<32> 상기 잡음 제거부는 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 유색 잡음만을 추출하여 등화시 증폭된 잡음을 예측하는 잡음 예측기와, 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음을 빼 잡음을 백색화시키는 감산기로 구성되는 것을 특징으로 한다.

<33> 상기 잡음 제거부는 훈련기간 동안에는 훈련신호를, 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 판정값을 선택하여 원신호로 출력하는 선택기와, 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 선택기의 출력을 빼 유색 잡음만을 추출하는 제 1 감산기와, 상기 제 1

감산기의 출력을 입력받아 순차적으로 지연시키고, 그 지연된 값들을 이용하여 증폭된 잡음을 예측하는 잡음 예측기와, 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음을 빼서 잡음을 백색화시키는 제 2 감산기와, 상기 제 2 감산기에서 증폭 잡음이 제거된 신호를 입력받아 판정한 후 판정 결과를 상기 선택기로 출력하는 판정기로 구성되는 것을 특징으로 한다.

<34> 본 발명에 따른 채널 등화 장치는, 채널을 통과한 수신 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하여 채널의 유한한 임펄스 응답 추정치를 출력하는 채널 추정부와, 상기 수신 신호와 추정된 임펄스 응답을 각각 주파수 영역으로 변환한 후 주파수 영역에서 추정된 채널 임펄스 응답을 이용하여 상기 수신 신호의 채널 왜곡을 보상하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부와, 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화 시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음과 잔류 심볼 간섭 성분을 제거하는 잡음 제거부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

<35> 본원 발명에 따른 채널 등화 장치를 이용한 디지털 TV 수신기는, VSB 변조된 신호가 안테나를 통해 수신되면 튜닝에 의해 원하는 채널의 주파수를 선택한 후 중간 주파수(IF) 신호로 변환하는 튜너와, 상기 튜너에서 출력되는 IF 신호를 디지털화하고 기저대역의 신호로 복조하는 복조기와, 상기 복조기의 출력 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하여 채널의 유한한 임펄스 응답 추정치를 출력하는 채널 추정부와, 상기 수신 신호와 추정된 임펄스 응답을 각각 주파수 영역으로 변환한 후 주파수 영역에서 추정된 채널 임펄스 응답을 이용하여 상기 수신 신호의 채널 왜곡을 보상하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부와, 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화

시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음과 잔류 심볼 간섭 성분을 제거하는 잡음 제거부와, 상기 잡음 제거부를 통해 출력되는 데이터의 위상 및 에러를 보정한 후 디코딩을 위해 출력하는 에러 보정부 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

<36> 본 발명의 다른 목적, 특징 및 잇점들은 첨부한 도면을 참조한 실시예들의 상세한 설명을 통해 명백해질 것이다.

<37> 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예의 구성과 그 작용을 설명하며, 도면에 도시되고 또 이것에 의해서 설명되는 본 발명의 구성과 작용은 적어도 하나의 실시예로서 설명되는 것이며, 이것에 의해서 상기한 본 발명의 기술적 사상과 그 핵심 구성 및 작용이 제한되지는 않는다.

<38> 본 발명은 VSB 방식의 지상파 TV 수신 신호의 채널 등화를 주파수 영역에서 수행하는데 있다.

<39> 도 1은 이러한 본 발명에 따른 채널 등화 장치의 구성 블록도로서, 송신단과 수신단 사이에 존재하는 채널부(100)와 상기 채널부(100)를 통해 백색잡음이 가해진 지상파 TV 수신 신호로부터 원 신호를 복원하기 위한 주파수 영역 채널 등화부로 구성된다.

<40> 상기 채널부(100)는 다중경로 채널(110)과, 상기 다중 경로 채널(110)을 통과한 지상파 TV 수신 신호 $x(n)$ 에 백색 잡음 $w(n)$ 을 가하는 가산기(120)를 포함하며, 이러한 백색잡음이 가해진 지상파 TV 신호 $y(n)$ 가 주파수 영역 채널 등화부로 입력된다.

<41> 상기 주파수 영역 채널 등화부는 수신신호 $y(n)$ 로부터 전송 채널의 경로(임펄스 응답)를 추정하는 채널 추정부(200), 주파수 영역에서 상기 채널 추정부(200)에서 추정된

채널 임펄스 응답을 이용하여 상기 채널부(100)에서 출력되는 수신 신호의 채널 왜곡을 보상하는 채널 왜곡 보상부(300), 및 상기 채널 왜곡 보상부(300)의 출력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부(300)에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음(Enhanced Noise)과 잔류 심볼 간섭 성분을 제거하는 잡음 제거부(400)로 구성된다.

<42> 상기 채널 왜곡 보상부(300)는 상기 채널부(100)를 통해 수신된 신호 $y(n)$ 를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부(310), 상기 채널 추정부(200)에서 추정된 채널 임펄스 응답 $\hat{h}(n)$ 을 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부(320), 상기 주파수 영역으로 변환된 채널 임펄스 응답의 역 값을 미리 테이블화하여 저장하고 있는 롬(330), 및 상기 제 1 FFT부(310)에서 출력된 주파수 영역 신호의 왜곡을 상기 롬(330)에서 출력된 신호를 이용하여 보정하는 곱셈기(340), 및 상기 곱셈기(340)에서 출력되는 주파수 영역 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부(350)로 구성된다.

<43> 상기 잡음 제거부(400)는 상기 채널 왜곡 보상부(300)의 출력으로부터 유색 잡음만을 추출하여 등화시 증폭된 잡음을 예측하는 잡음 예측기(410), 상기 채널 왜곡 보상부(300)의 출력으로부터 상기 잡음 예측기(410)에서 예측된 잡음을 빼 잡음을 백색화시키는 감산기(420)로 구성된다.

<44> 이와 같이 구성된 본 발명은 먼저, 채널 추정부(200)에 대해서 살펴본다.

<45> 즉, 도 1에서 보듯이 채널 추정부(200)는 채널부(100)를 통해 수신된 데이터 $y(n)$ 를 입력으로 받아서 원신호 $x(n)$ 이 통과했을 것으로 보이는 이산 등가 채널(110)의 임펄스 응답 $h(n)$ 을 추정하여 채널의 유한한 임펄스 응답 추정치 $\hat{h}(n)$ 를 출력한다.

<46> 이때, 시간 영역에서 동작하는 상기 채널 추정부(200)는 크게 훈련 신호만을 이용하여 추정하는 최소자승(LS : Least Square) 추정 방식과, 데이터를 함께 사용하여 추정하는 부채널 정합(SRM : Sub-channel Response Matching) 방식으로 구분된다. 전자의 경우에는 훈련신호만 존재하는 경우에는 정확하게 채널 추정이 이루어지지만 데이터 사이에 훈련신호가 삽입되어 있는 경우에는 데이터가 추정에 잡음으로 작용하여 그 추정 오차가 커지는 단점이 있다. 후자의 경우는 채널의 차수(혹은 임펄스 응답의 길이)를 정확히 알 수 있는 경우에만 추정이 제대로 이루어지므로 지상파 채널과 같이 채널의 특성이 시간적으로 변하는 상황에서는 적합하지 않은 방식이다.

<47> 따라서 본 발명에서는 훈련신호만을 사용하면서도 데이터에 영향을 받지 않는 새로운 LS 채널 추정기를 제안한다.

<48> 이를 위해, 먼저 VSB 방식으로 전송되는 데이터의 프레임 구조(도 2 참조)를 살펴보고 사용 가능한 훈련 신호(training sequence)를 알아본다.

<49> 도 2를 보면, VSB 방식으로 전송되는 데이터의 한 프레임은 홀수 필드(odd field)와 짝수 필드(even field)로 구분되며, 각 필드는 다시 313개의 세그먼트로 나뉘어진다.

<50> 그 중 첫번째 세그먼트는 정해진 훈련신호(즉, $4+511+63 \times 3=704$ 심볼)와, 한번 검출하면 변하지 않는 VSB 모드 신호(즉, 24심볼), 추후를 위해서 남겨놓은 예약신호(즉, 92심볼), 그리고 이전 필드의 마지막 데이터를 복사하여 놓은 신호(즉, 12심볼)로 이루어진다. 이때, 상기 정해진 훈련 신호(즉, 704 심볼) 중 처음 4개의 심볼(symbol)에 데이터 세그먼트 동기 신호가 존재하고, 그 다음에 유사 랜덤 시퀀스(Pseudo Random Sequence)인 PN 511, PN 63, PN 63, PN 63이 존재한다. 여기서, 세 개의 PN 63 구간 중

두 번째 PN 63은 매 필드마다 극성이 바뀐다. 즉, '1'은 '0'으로, '0'은 '1'로 매 필드마다 바뀐다. 따라서, 두 번째 PN 63의 극성에 따라 한 프레임을 짝수(even)/홀수(odd) 필드로 나눌 수 있다.

<51> 그리고, 나머지 312세그먼트에는 각 세그먼트당 세그먼트 동기신호인 4 심볼을 제외한 828개의 심볼로 이루어진다.

<52> 이때, 상기 첫번째 세그먼트인 832 심볼 가운데 예약심볼을 사용하지 않을 경우 728개의 심볼을 훈련신호로 사용하는 것이 가능하고, ATSC 표준안에 권고안으로 되어 있는 사실(특별한 경우가 아니면 예약 심볼에 PN 63 시퀀스를 반복해서 담는다)을 이용하여 예약 심볼까지 포함할 경우 최대 820개의 심볼을 훈련신호로 이용하여 정확한 채널을 추정하는 것이 가능하다.

<53> 또한, 추정 채널의 갱신율은 매 필드의 첫번째 세그먼트마다 한번씩 이루어지고 1초에 41.318개의 필드가 존재하므로 약 41Hz라고 볼 수 있다.

<54> 한편, LS 방식을 이용한 채널 추정은 도 3과 같은 미지의 시스템 인지(Unknown System Identification)를 위한 파라미터(parameter) 추정 문제로 동일시되어진다. 여기서 $x(n)$ 은 미리 알 수 있는 신호로써 다음의 수학적 식 1과 같이 L개의 유한한 시간 영역에서만 값이 존재한다고 하자.

<55>

$$x(n) = \begin{cases} t(n), & \text{if } 0 \leq n \leq L-1 \\ 0, & \text{Otherwise} \end{cases}$$

【수학적 식 1】

<56> 여기서 $t(n)$ 은 훈련 신호이다. 또한 $h(n)$ 은 추정하고자 하는 이산 등가 채널 (Discrete Time Equivalent Channel)이라고 하며, $y(n)$ 은 $h(n)$ 을 통과하고 백색 잡음이

더해진 출력, 그리고 $\hat{h}(n)$ 은 유한한 길이 N 을 갖는 $h(n)$ 의 추정치로서 다음의 수학적 식 2와 같이 나타내어 질 수 있다고 하자.

<57> **【수학적 식 2】** $\hat{h} = [\hat{h}(-N_a) \ \hat{h}(-N_a+1) \dots \hat{h}(0) \dots \hat{h}(N_c-1) \ \hat{h}(N_c)]^T$

<58> 여기서, $N=N_a+1+N_c$ 이며 $N \leq L$ 이고, N_a 와 N_c 는 각각 anti-causal과 causal 부분의 임펄스 응답의 길이를 나타낸다.

<59> 이 경우 $\hat{y}(n)$ 은 다음의 수학적 식 3과 같이 최대 $L+N-1$ 의 유한한 시간 영역에서만 값을 가진다.

<60> **【수학적 식 3】**
$$\hat{y}(n) = \begin{cases} x(n) * \hat{h}(n), & \text{if } -N_a \leq n \leq L+N_c \\ 0, & \text{Others} \end{cases}$$

<61> 따라서, 추정오차 $e(n) = y(n) - \hat{y}(n)$ 의 자승합으로 표현된 가격 함수 J 를 다음의 수학적 식 4와 같이 표현할 때,

<62>
$$J = \sum_{n=-N_a}^{L+N_c} e(n)^2$$
【수학적 식 4】
$$= \sum_{n=-N_a}^{L+N_c} \left[y(n) - \sum_{k=-N_a}^{N_c} \hat{h}(k) x(n-k) \right]^2$$

<63> 상기 가격함수 J 를 최소화시키는 \hat{h} 는 다음의 수학적 식 5와 같이 구해질 수 있다.

<64> **【수학적 식 5】** $\hat{h} = R^{-1} \cdot p$

<65> 여기서, R 은 $x(n)$ 의 자기 상관 행렬(auto correlation matrix)으로써 i 행 j 열의 성분은 다음의 수학적 식 6과 같이 나타낼 수 있다.

<66> **【수학적 식 6】** $R(i,j) = \sum_{n=0}^{L+N-1} t(n-i)t(n-j), \quad 0 \leq i, j \leq N-1$

<67> 그리고, p 는 $x(n)$ 과 $y(n)$ 의 상호 상관 벡터(cross correlation vector)로써 i 번째 성분은 다음의 수학적 식 7과 같이 나타낼 수 있다.

<68> **【수학적 식 7】**
$$p(i) = \sum_{n=-N_a}^{L+N_c} x(n-i)y(n), \quad 0 \leq i \leq N-1$$

<69> 상기 수학적 식 6에서 $x(n)$ 은 모두 알 수 있는 신호이므로 행렬 R 은 그 성분이 모두 상수인 상수 행렬이 된다. 따라서 R^{-1} 또한 상수 행렬이므로 p 만을 구해서 R^{-1} 와 상기 수학적 식 5처럼 행렬 곱을 취해주면 바로 시스템의 임펄스 응답 추정치를 얻어낼 수 있다.

<70> 여기서, 참고할 것은 상기 수학적 식 4에서의 자승오차를 합산하는 시간영역이 전 시간 구간이 아니고 수학적 식 3에 의해 $-N_a \leq n \leq (L+N_c)$ 라는 사실이다. 결국 훈련 신호가 담겨져 있는 훈련시간으로부터 과거 N_a 시간 단위만큼 그리고 미래 N_c 시간 단위만큼 확장된 시간 영역이 LS 방식의 채널 추정을 위한 관심영역이 된다. 그 이외의 시간에서의 채널 출력값 $y(n)$ 은 가격함수에 전혀 영향을 미치지 않는다는 것을 쉽게 알 수 있다.

<71> 위에서의 가정은 전송채널을 통과하는 입력신호가 L 개의 훈련신호만 존재하고 나머지는 모두 0의 값을 갖는다고 했기 때문에 상기 수학적 식 5에서와 같이 한번의 행렬 연산으로 정확하게 채널을 추정할 수 있었다.

<72> 그러나, 실제 채널을 통과하는 입력신호는 훈련기간 동안에는 정확하게 훈련신호가 담겨져 있지만 나머지 기간 동안에는 데이터가 담겨져 있다.

<73> 이제부터는 데이터 사이에 훈련신호가 담겨진 입력신호가 채널을 통과한 경우에 대하여 상기 채널 출력 신호로부터 채널 추정을 하는 본 발명의 방법에 대하여 언급하고자 한다.

<74> 도 4는 LS 방식의 채널 추정에 데이터가 끼치는 영향을 도시한 것이다. 즉, 도 4의 (a)에 도시된 VSB 전송 신호 $x(n)$ 은 도 4의 (b)처럼 훈련기간에만 훈련신호 값을 갖고 나머지 구간에는 0의 값을 갖는 $x_r(n)$ 과 도 4의 (c)처럼 훈련기간에는 0의 값을 갖고 나머지 구간에는 실제 데이터가 존재하는 $x_d(n)$ 으로 나눌 수 있다.

<75> 이 경우 채널을 통과한 신호 $y(n)$ 은 아래의 수학적식 8과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 <76> \quad y(n) &= h(n) * x(n) \\
 &= h(n) * (x_r(n) + x_d(n)) \\
 \text{【수학적식 8】} \quad &\equiv y_r(n) + y_d(n)
 \end{aligned}$$

<77> 따라서, 도 4의 (d)와 (e)처럼 두 신호가 각각 채널을 통과한 신호의 합으로 볼 수 있다.

<78> 이때, 상기 수학적식 8의 $y(n)$ 을 상기 수학적식 7에 대입하여 보면, 하기의 수학적식 9와 같다.

$$\begin{aligned}
 <79> \quad p(i) &= \sum_{n=0}^{L-1} t(n) y(n-i) \\
 &= \sum_{n=0}^{L-1} t(n) (y_r(n-i) + y_d(n-i)) \\
 \text{【수학적식 9】} \quad &\equiv p_r(i) + p_d(i)
 \end{aligned}$$

<80> 상기 수학적식 9에서 첫번째 항인 $p_r(i)$ 는 순수하게 채널 추정을 위해 사용되는 상호 상관값인 반면에 두번째 항인 $p_d(i)$ 는 데이터와 훈련신호와의 상관값으로 채널 추정에 방해가 되는 성분이다. 여기서 순수한 송신 데이터인 $x_d(n)$ 이 채널을 통과한 신호인 $y_d(n)$ 은 평균이 0인 확률변수(random variable)라는 사실을 이용하면 두번째 항을 제거

할 수 있다. 즉, 상기 수학식 9의 양변에 확률적 기대값 연산자인 $E\{\cdot\}$ 을 적용시키면 하기의 수학식 10과 같다.

$$\begin{aligned}
 <81> \quad E\{p(i)\} = E\{p_r(i)\} + E\{p_d(i)\} \\
 &= p_r(i) + E\left\{\sum_{n=0}^{L-1} t(n)y_d(n-i)\right\} \\
 &= p_r(i) + \sum_{n=0}^{L-1} t(n)E\{y_d(n-i)\} \\
 &= p_r(i)
 \end{aligned}$$

【수학식 10】

<82> 그러므로, 두번째 항이 0이 되는 것을 알 수 있다.

<83> 따라서, 상기 채널 추정기(200)는 매 필드마다 채널 추정 순시치를 구하고 앙상블(Ensemble) 평균을 시간 영역 평균으로 대체하여 그 순시치를 평균화 혹은 필터링해 가는 과정을 통해 보다 정확하게 채널을 추정할 수 있게 된다.

<84> 도 5는 이러한 본 발명에 따른 LS 방식의 새로운 채널 추정기의 실시예를 보인 구성 블록도로서, 훈련시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 준비한 훈련신호와의 상호 상관값(cross correlation) $p(n)$ 을 계산하는 상호 상관값 생성부(210), 훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬인 R^{-1} 의 계수와 상기 상호 상관값 $p(n)$ 을 행렬곱하여 순시채널값 $\hat{h}_i(n)$, $n=-N_a, -N_a+1, \dots, 0, \dots, N_c-1, N_c$ 을 추정해 내는 순시 채널 추정부(220), 및 이전 프레임에서 추정된 채널 $\hat{h}(n-1)$ 과 현재 순시 채널 $\hat{h}_i(n)$ 과의 평균 또는, 필터링을 수행하여 그 결과 $\hat{h}(n)$ 를 출력하는 추정채널 필터부(230)로 구성된다.

<85> 상기 상호 상관값 생성부(210)는 훈련 신호만큼의 개수로 직렬 연결되어 입력 신호를 순차 지연시키는 지연기, 상기 각 지연기의 출력과 해당 훈련 신호를 곱하는 곱셈기, 그리고 상기 곱셈기의 출력을 모두 더하는 누적기로 구성된다.

<86> 상기 순시 채널 추정부(220)는 훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬인 R^{-1} 의 계수 중 최소 필요량만을 저장하고 있는 ROM 테이블(221), 상기 상호 상관값 $p(n)$ 을 순차 지연시키는 직렬 연결의 다수개의 지연기, 상기 각 지연기의 출력과 상기 롬 테이블(221)의 각 출력을 곱하는 다수개의 곱셈기, 상기 각 곱셈기의 출력을 모두 더하여 순시채널 값 $\hat{h}_i(n)$, $n=-N_a, -N_{a+1}, \dots, 0, \dots, N_{c-1}, N_c$ 을 추정해 내는 가산기(222)로 구성된다.

<87> 즉, 수신된 기저대역 신호 $y(n)$ 은 상호 상관값 생성부(cross correlation generator)(210)의 지연기로 입력된다. 각 지연기에 입력되어 있는 $y(n), y(n-1), \dots, y(n-L+1)$ 값들은 훈련신호 t_i , $0 \leq i \leq L-1$ 값들과 각각의 곱셈기에서 곱해지고 그 값들이 가산기에서 모두 더해지면 상호 상관값 $p(n)$ 이 구해지며, 이렇게 구해진 상호 상관값 $p(n)$ 은 순시 채널 추정부(220)로 출력되게 된다.

<88> 이때, 훈련신호가 VSB 시스템과 같이 이진값을 가질 경우에는 곱셈기는 훈련신호가 1 또는, 0에 따라서 $y(n-k)$ 혹은 $-y(n-k)$ 값을 출력하도록 하는 선택기로 대체될 수 있다. 이렇게 생성된 상호 상관값들은 모두 다 의미를 가지는 것은 아니다.

<89> 상기된 수학적 식 7에서 나타내는 바와 같이 채널을 거친 훈련신호가 담겨져 있는 $y(n)$ 이 상호 상관값 생성부(210)의 지연기에 들어가 있을 때만 의미를 가진다. 따라서, 도 5에서는 생략되어 있으나 생성된 상호 관계값 $p(n)$ 을 인접 블럭인 $R^{-1} \cdot P$ 를 계산하는 순시 채널 추정부(220)에 넘겨주기 위한 적당한 제어장치가 필요하다.

- <90> 상기 순시 행렬 추정부(220)는 상기 상호 관계값 생성부(210)로부터 상호 상관값 즉, 순시치 p_i 를 차례로 입력받아서 N개(즉, N_a+1+N_c)의 자체 지연기에 순차적으로 저장한다. 저장된 상호 상관값은 R^{-1} 의 각 행값이 병렬로 출력되는 ROM 테이블(221)값과 각각의 곱셈기에서 곱해지고, 곱해진 N개의 값들은 누적기(222)에서 모두 더해져 채널 추정 필터부(230)로 출력된다.
- <91> 예를 들어, 첫번째 ROM 테이블의 값(ROM 주소 = 0)과 상호 상관값들과 곱해지고 더해진 값은 $\hat{h}(-N_a)$ 의 값을 의미하고 ROM 주소는 1만큼 증가된다. 따라서 다음번 ROM 값들과 상호 상관값들과의 곱 및 합을 통해서 나온 값은 $\hat{h}(-N_a+1)$ 의 값을 의미한다. 이렇게 해서 연속해서 N개의 값을 얻어내면 그 값은 바로 상기 수학식 2의 벡터를 형성한다.
- <92> 이때, k번째 필드에서 얻어낸 순시치 임펄스 응답을 $h_i(k)$ 라고 하고, 이전 필드까지 평균화된 임펄스 응답을 $\hat{h}_{av}(k-1)$ 이라고 하면 현재 필드의 평균화된 임펄스 응답 $\hat{h}_{av}(k)$ 은 하기의 수학식 11과 얻을 수 있다.
- <93> 【수학식 11】 $\hat{h}_{av}(k) = \beta * \hat{h}_{av}(k-1) + (1-\beta) * \hat{h}_i(k)$
- <94> 그리고, 도 5의 채널 추정 필터부(230)가 상기 수학식 11의 구현에 해당하며, 이렇게 얻은 현재 필드의 평균화된 임펄스 응답은 채널 왜곡 보상부(300)로 출력된다. 이때, 상기 채널 추정 필터부(230)로 입력되는 각 순시치 임펄스 응답 h_i 는 직렬 신호이므로 채널 추정 필터부(230) 또한 1개만 있으면 되고, 단지 이전 프레임의 평균 임펄스 추정값을 저장하기 위한 지연기만 N개 필요하다.

<95> 다음은 상기와 같이 구한 채널 추정값을 이용하여 수신된 신호의 채널 왜곡을 주파수 영역에서 보상하는 채널 왜곡 보상부(300)에 대해서 상세히 설명한다.

<96> 즉, 전송 채널 $h(n)$ 을 정확히 안다고 가정할 경우 ISI를 0으로 만들도록 하는 제로포싱(zero forcing) 등화는 시간 영역 혹은 주파수 영역에서 구현될 수 있다.

<97> 우선 시간 영역에서의 등화를 살펴보면 역채널의 임펄스 응답인 $h^{-1}(n)$ 을 아래의 수학적 식 12와 같은 연산을 통해 구할 수 있다.

<98> **【수학적 식 12】**
$$h^{-1}(n) = Z^{-1} \left\{ \frac{1}{H(z)} \right\}$$

<99> 여기서, $H(z)$ 는 $h(n)$ 의 Z 변환이다. 다음은 $h(n) * h^{-1}(n) = \delta(n)$ 이므로 원신호 $x(n)$ 은 상기 역채널의 임펄스 응답 $h^{-1}(n)$ 과 수신된 신호 $y(n)$ 과의 길쌈연산(convolution)을 통하여 다음의 수학적 식 13과 같이 얻을 수 있다.

<100> **【수학적 식 13】**
$$x(n) = [x(n) * h(n)] * h^{-1}(n)$$

<101> 여기서, *는 길쌈 연산을 의미한다.

<102> 한편, 주파수 영역에서의 ZF 등화는 아래의 수학적 식 14와 같이 주파수 영역에서의 수신된 신호를 채널의 주파수 응답으로 나누어주고 그 값을 시간 영역으로 역변환하는 방식이다.

<103> **【수학적 식 14】**
$$x(n) = Z^{-1} \left\{ \frac{X(z) \cdot H(z)}{H(z)} \right\}$$

<104> 상기된 두가지 방식은 각각 장단점이 있다. 우선 시간영역 ZF 등화의 경우는 역채널의 임펄스 응답의 길이에 상관없이 길쌈과정을 통하여 인접 신호의 간섭을 제거할 수 있는 반면에 그 길이에 맞게 횡단(transversal filter)를 구현하기 위해서 매우 많은

하드웨어를 필요로 한다. 한편 주파수 영역 ZF 등화는 시간영역에서의 선형 길쌈연산 (Linear Convolution) 대신에 원형 길쌈연산(Circular Convolution)을 수행하는 형태가 되므로 역채널 임펄스 응답의 길이가 길어서 FFT 의 블록 사이즈와 비슷해지는 경우 앨리어싱(Aliasing) 또는, 인접블록간섭 현상이 일어나서 등화기의 성능이 열화될 수 있는 단점이 있는 반면에 횡단 필터에 비해 그 구현이 간단하여 같은 하드웨어를 가지고 보다 많은 길이의 역채널 임펄스 응답을 처리(혹은 보다 긴 경로를 통하여 오는 고스트 신호를 제거)할 수 있다는 장점이 있다.

<105> 그러나, 제로 포싱(ZF) 등화기의 문제점은 다중 경로를 통하여 들어오는 신호들의 크기가 비슷하여 채널의 주파수 응답에 매우 깊은 널(Null)이 생길 경우(즉, 임펄스 응답의 근이 단위원 상에 또는, 그 근처에 존재 할 경우), 그 널 부근의 역값이 존재하지 않거나 매우 큰 값이 되어 등화가 불가능하거나 또는, 가능하더라도 잡음의 증폭(Noise Enhancement)이 매우 커진다는 점이다.

<106> 첫번째 문제점은 본 발명에서 제시하는 바와 같이 추정된 채널 임펄스 응답의 역값을 직접 구하는 대신 상기 역값을 ROM 테이블로 미리 준비하여 항상 역값이 유한하게 존재하도록 함으로써 해결할 수가 있다.

<107> 두번째 문제점 또한 다음 절에서 제안되는 잡음 예측기를 이용한 잡음 제거부(400)를 사용하여 해결될 수 있다.

<108> 도 6은 이러한 본 발명에서 제안하는 새로운 주파수 영역 ZF 채널 왜곡 보상부 (300)의 실시예를 나타내는 상세 구성도로서, 수신되는 신호 $y(n)$ 의 데이터 블록을 이전 데이터 블록과 중첩시켜서 2x FFT를 가능케 하는 1x

→ 2x 변환기(301), 상기 채널 추정부(200)에서 추정된 채널 임펄스 응답 $\hat{h}(n)$ 을 2x FFT 블록에 맞도록 0 값으로 채워 넣는 제로 패딩기(302), 상기 1x → 2x 변환기(301)의 2x 데이터 블록을 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT부(310), 0값이 채워진 추정 채널 임펄스 응답을 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부(320), 상기 제 2 FFT부(320)의 실수 및 허수의 출력을 제공하고 더해서 후단의 ROM 테이블(330)의 주소를 만드는 주소 생성기(324), 상기 주소 생성기(324)의 주소를 입력받아 주소의 역값을 출력하는 ROM 테이블(330), 상기 ROM 테이블(330)의 출력값과 제 2 FFT부(320)의 실수 및 허수값을 각각 곱하는 제 1 및 제 2 곱셈기(331,332), 상기 제 1 FFT부(310)에서 출력되는 주파수 영역 수신 데이터의 복소 출력값과 제 1 및 제 2 곱셈기(331,332)의 출력값의 복소 곱셈을 수행하는 복소 곱셈기(340), 상기 복소 곱셈기(340)의 출력값을 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부(350), 및 2x 블록의 IFFT부(350)의 출력으로부터 1x 블록의 데이터만 추출하는 2x → 1x 변환기(351)를 포함하여 구성된다.

<109> 이와 같이 구성된 도 6을 보면, FFT를 수행하는 블록 사이즈를 2M이라고 가정하면 수신된 심볼 $y(n)$ 은 M개의 데이터로 블록화되어 1x → 2x 변환기(301)로 입력된다. 상기 1x → 2x 변환기(301)는 이전 FFT 블록 데이터의 후반 M개의 데이터와 더불어 입력된 M개의 데이터 블록을 합쳐 새로운 2M개의 심볼 블록으로 재구성한 후 제 1 FFT부(310)로 출력한다.

<110> 이처럼 2M개의 데이터 블록들 상호간에 M개의 데이터 블록씩 중첩시키면서 FFT 변환을 하는 이유는 주파수 영역 등화 과정이 시간영역에서의 원형 길쌈연산과 같으므로 이를 선형 길쌈연산과 같게 하기 위함이다.

<111> 상기 제 1 FFT부(310)는 상기 2M개의 시간 영역 데이터 블록을 입력받아 2M 개의 주파수 영역 데이터 블록으로 변환하여 복소 곱셈기(340)로 출력한다.

<112> 그리고, 상기 채널 추정부(200)에서 추정된 채널의 임펄스 응답 $\hat{h}(n)$ 은 제로 패딩(zero padding)기(302)로 입력되고, 상기 제로 패딩기(302)는 상기 채널 임펄스 응답의 후단에 2M - N개만큼의 0값을 첨가한 후 제 2 FFT부(320)로 출력하여 주파수 영역으로 변환한다. 여기서 N은 추정된 채널 임펄스 응답의 길이이다.

<113> 이때, 상기 제 2 FFT부(320)의 출력을 $\hat{H}(k)$ 라고 하면 $\hat{H}(k)$ 는 복소수 값으로 나타나며 그 역값은 다음의 수학식 15와 같이 쉽게 구해질 수가 있으며, 본 발명은 이 역값을 미리 롬(330)에 테이블화하여 저장한다.

<114>

$$\frac{1}{\hat{H}(k)} = \frac{1}{\hat{H}_r(k) + j \hat{H}_i(k)}$$

$$= \frac{\hat{H}_r(k) - j \hat{H}_i(k)}{\hat{H}_r(k)^2 + \hat{H}_i(k)^2}$$

【수학식 15】

<115> 상기 수학식 15에서 $\hat{H}_r(k)$ 와 $\hat{H}_i(k)$ 를 각각 $\hat{H}(k)$ 의 실수와 허수값으로 놓는다.

<116> 이때, A(k)를 하기의 수학식 16이라고 정의한다.

<117> 【수학식 16】 $A(k) = \hat{H}_r(k)^2 + \hat{H}_i(k)^2$

<118> 그리고, 상기 A(k) 값을 하기의 수학식 17과 같이 롬(330)의 주소로 이용한다.

<119> 【수학식 17】 $ROM[A(k)] = \frac{1}{A(k)}$

<120> 이때, 상기 수학식 17이 되도록 ROM 값을 채워 넣으면 다음의 수학식 18과 같이 항상 유한한 값을 갖는 채널의 역값을 구할 수 있다.

<121> **【수학식 18】**
$$\frac{1}{\hat{H}(k)} = ROM[A(k)] \cdot \hat{H}_r(k) - jROM[A(k)] \hat{H}_i(k)$$

<122> 상기 ROM(330)의 주소를 생성하는 수학식 16은 도 6의 주소 생성기(324)의 제 1 자승기(321)와 제 2 자승기(322) 및 가산기(323)을 이용하여 구현될 수 있고, ROM 테이블(330)에는 상기 수학식 17을 만족시키도록 데이터를 채워 넣는다. 그리고, 상기 수학식 18은 제 1 곱셈기(331)와 제 2 곱셈기(332)를 통하여 구현된다.

<123> 상기 제 1 및 제 2 곱셈기(331,332)를 통해서 나오는 값은 $\frac{1}{\hat{H}(k)}$ 의 실수 및 허수 부이므로 실질적인 주파수 영역 ZF 등화는 복소 곱셈기(340)에서 제 1 FFT부(310)의 출력과 상기 제1 및 제 2 곱셈기(331,332)의 출력과의 복소곱을 통하여 이루어진다.

<124> 상기 복소 곱셈기(340)의 출력은 IFFT부(350)로 입력되어 시간 영역으로 변환되며, 시간 영역으로 변환된 2M 블록의 복소 데이터중 실수부는 2x->1x 변환기(351)로 입력되고, 허수부는 바로 버려진다. 상기 2x->1x 변환기(351)는 2M 블록의 실수 데이터 중 M개의 데이터만 추출하여 출력하고, 나머지 M개의 데이터는 버린다.

<125> 본 발명의 실시예에서는 실수 입력의 신호 y(n)에 대한 구현 예를 들었으나 복소 입력신호의 경우에도 같은 방식으로 적용하여 주파수 등화가 가능하다는 것을 쉽게 알 수 있다.

<126> 한편, 상기 채널 왜곡 보상부(300)에서 주파수 등화가 완벽하게 이루어졌다고 가정할 경우, 상기 채널 왜곡 보상부(300)에서 잡음 제거부(400)로 입력되는 신호는 원신호와 유색잡음(colored noise)의 합으로 이루어져 있다고 볼 수 있다.

<127> 즉, 잡음 제거부(400)의 입력 신호를 $q(n)$ 이라고 하면 $q(n)$ 은 하기의 수학식 19와 같이 표현된다.

<128>
$$q(n) = x(n) + v(n)$$

【수학식 19】
$$= x(n) + \sum h^{-1}(k)w(n-k)$$

<129> 여기서 $x(n)$ 은 이상적으로 등화된 원신호이고 $v(n)$ 은 유색잡음으로써 역 채널의 임펄스 응답과 수신시 첨가된 백색 잡음 $w(n)$ 과의 길쌈 연산으로 생겨난 출력이다.

<130> 따라서, 상기 잡음 제거부(400)의 잡음 예측기(410)는 $v(n)$ 이 과거의 값과 상관관계가 있다는 사실을 이용하여 상기 유색 잡음 $v(n)$ 을 랜덤 벡터(random vector) $\{v(n-1), v(n-2), \dots, v(n-L)\}$ 가 펼치는 평면에 투영(projection)시킴으로써 포워드 예측(forward prediction)된 $\hat{v}(n)$ 을 얻어낸다. 그리고, 감산기(420)에서 이렇게 예측된 값 $\hat{v}(n)$ 을 $v(n)$ 에서 빼 주면 증폭 잡음 제거가 이루어진다. 즉, 예측된 값 $\hat{v}(n)$ 을 $v(n)$ 에서 빼 잡음 처리 $v(n)$ 를 백색화(whitening)시킴에 의해 등화시에 증폭된 잡음을 제거할 수 있다.

<131> 도 7은 상기 잡음 제거부(400)의 상세 블록도로서, 훈련기간 동안에는 훈련신호를, 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 판정값을 선택하여 출력하는 믹스(401), 상기 채널 왜곡 보상부(300)의 출력으로부터 상기 믹스(405)의 출력을 빼 유색 잡음 $v(n)$ 만을

추출하는 제 1 감산기(402), 상기 제 1 감산기(402)의 출력을 입력받아 순차적으로 지연시키고, 그 지연된 값들인 $v(n-1), \dots, v(n-L)$ 을 이용하여 $v(n)$ 값을 예측하여 $\hat{v}(n)$ 을 생성해 내는 잡음 예측기(410), 상기 채널 왜곡 보상부(300)의 출력 $q(n)$ 으로부터 상기 잡음 예측기(410)에서 예측된 잡음 $\hat{v}(n)$ 을 빼서 잡음을 백색화시키는 제 2 감산기(420), 상기 제 2 감산기(420)에서 증폭 잡음이 제거된 즉, 잡음이 백색화된 신호를 입력받아 판정한 후 판정 결과를 상기 믹스(405)로 출력하는 판정기(403)로 구성된다.

<132> 여기서, 미 언급된 제 3 감산기(404)와 지연기(405)는 상기 잡음 예측기(410)의 계수 갱신을 제어하기 위한 것으로서, 상기 제 3 감산기(404)는 상기 제 1 감산기(402)와 잡음 예측기(410)의 출력 신호와를 차를 구하여 지연기(405)로 출력하고, 상기 지연기(405)는 입력되는 신호를 단위 시간 지연시켜 상기 잡음 예측기(410)의 각 곱셈기로 출력한다.

<133> 이와 같이 구성된 도 7을 보면, 상기 수학적 식 19와 같이 채널 왜곡 보상부(300)에서 출력되는 신호 $q(n)$ 에는 원신호 $x(n)$ 와 유색잡음 $v(n)$ 이 함께 포함되어 있으며, 이 신호 $q(n)$ 는 잡음 제거부(400)의 제 1, 제 2 감산기(402, 420)로 출력된다.

<134> 상기 제 1 감산기(402)는 상기 채널 왜곡 보상부(300)의 출력 $q(n)$ 으로부터 믹스(401)를 통해 출력되는 원 신호를 빼 유색 잡음 $v(n)$ 만을 추출한다.

<135> 이때, 상기 믹스(401)는 상기 제 1 감산기(402)로 원신호를 출력하는데, 훈련기간 동안에는 훈련신호(training sequence)를, 그리고 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 판정값을 선택하여 상기 제 1 감산기(402)로 출력한다.

<136> 상기 제 1 감산기(402)에서 추출된 유색잡음 신호 $v(n)$ 은 잡음 예측기(410)의 직렬 구성의 첫 번째 지연기로 입력된다. 상기 잡음 예측기(410)의 각 지연기의 출력은 각각의 곱셈기에서 예측기 계수와 곱해지고 각 곱셈기의 결과가 가산기에서 모두 더해져 제 2 감산기(420)로 출력된다. 이때, 잡음 예측기(410)의 계수가 첫번째 지연기를 지난 후부터 존재하므로 잡음 예측기(410)의 출력 $\hat{v}(n)$ 은 하기의 수학식 20이 아니고 하기의 수학식 21과 같이 표현된다.

<137> 【수학식 20】
$$\hat{v}(n) = \sum_{k=0}^L p_k v(n-k)$$

<138> 【수학식 21】
$$\hat{v}(n) = \sum_{k=1}^L p_k v(n-k)$$

<139> 여기서, p_k 는 잡음 예측기(410)의 k 번째 계수를 의미하고, L 은 잡음 예측기(410)의 차수이다.

<140> 그리고, 가격함수(cost function) J 를 평균 자승 예측 오차로 다음의 수학식 22와 같이 정의를 한다.

<141>
$$\begin{aligned} J &\equiv E\{e(n)^2\} \\ &= E\{(v(n) - \hat{v}(n))^2\} \\ &= E\left\{\left(v(n) - \sum_{k=1}^L p_k v(n-k)\right)^2\right\} \end{aligned}$$

【수학식 22】

<142> 여기서, E 는 확률적 기대치를 구하는 연산을 의미하며 $e(n)$ 은 예측 오차이다.

<143> 상기 가격함수 J 를 최소화시키도록 하는 p_k , $k = 1, 2, \dots, L$ 을 구하기 위해서 상기 가격함수 J 를 p_k 에 대하여 미분을 해 보면 하기의 수학식 23과 같다.

<144> **【수학식 23】**
$$\frac{\partial J}{\partial p_k} = -2 \cdot E\{e(n) \cdot v(n-k)\}$$

<145> LMS 알고리즘을 사용하는 계수 갱신을 위해 상기 수학식 23에서 확률적 기대치 대신에 순시치를 사용하면 하기의 수학식 24와 같이 된다.

<146> **【수학식 24】**
$$E\{e(n) \cdot v(n-k)\} \simeq e(n) \cdot v(n-k)$$

<147> 따라서, $p_k(n)$ 을 n번째 시간에 갱신된 k번째 예측계수라고 할 때 시간에 따르는 계수의 갱신식은 다음의 수학식 25와 같이 이루어질 수 있다.

<148> **【수학식 25】**
$$p_k(n+1) = p_k(n) + \mu \cdot e(n) \cdot v(n-k), \quad k=1,2,\dots,L$$

<149> 상기 갱신된 계수를 이용하여 예측된 출력 $\hat{v}(n)$ 은 바로 제 2 감산기(420)로 입력되어 수신된 신호 $q(n)$ 의 잡음을 백색화시켜 주게 된다. 여기서, 계수 갱신은 감산기(404)와 지연기(405)의 제어에 의해 이루어진다.

<150> 따라서, 잡음 제거부(400)의 출력 $r(n)$ 은 하기의 수학식 26과 같다.

<151>
$$r(n) = x(n) + \hat{w}(n)$$

【수학식 26】
$$= x(n) + (v(n) - \hat{v}(n))$$

<152> 여기서, $\hat{w}(n)$ 은 백색화된 잡음을 의미한다. 상기 잡음 제거부(400)의 출력은 채널 등화되고 잡음이 제거된 신호로써 거의 원신호에 가깝다.

<153> 따라서, 상기 수학식 26의 값을 판정기(403)에서 판정한 판정값(decision value) 또한 원신호와 같다고 볼 수 있으므로 입력단에서 훈련신호를 사용하지 않고 판정 데이터 값을 사용하여 잡음 예측기(410)를 동작시켜도 성능이 전혀 열화되지 않는다.

- <154> 도 8은 이상에서와 같이 설명된 채널 등화 장치가 적용되는 VSB 방식의 디지털 TV 수신기의 구성 블록도로서, VSB 방식으로 변조된 RF(Radio Frequency) 신호가 안테나 (11)를 통해 수신되면 튜너(12)는 사용자가 원하는 특정 채널 주파수만을 선택한 후 상기 채널 주파수에 실려진 RF 대역의 VSB 신호를 중간 주파수 대역으로 내리고 타채널 신호를 적절히 걸러낸다.
- <155> 그리고, 임의의 채널의 스펙트럼을 IF의 통과 대역 신호로 변환하는 튜너(12)의 출력 신호는 인접 채널 신호의 제거, 잡음 신호제거의 기능으로 채용된 소오(Surface Acoustic Wave ; SAW) 필터(13)를 통과하게 된다.
- <156> 이때, 디지털 방송 신호는 일 예로, 44MHz의 중간 주파수로부터 6MHz의 대역 내에 모든 정보가 존재하므로 SAW 필터(13)에서는 튜너(12)의 출력으로부터 정보가 존재하는 6MHz의 대역만 남기고 나머지 구간을 모두 제거한 후 IF 증폭기(14)로 출력한다.
- <157> 상기 IF 증폭기(14)는 후단의 A/D 변환기(15)로 출력되는 신호의 크기를 항상 같게 하기 위하여 상기 SAW 필터(13)에서 출력되는 신호에 이미 계산된 이득(gain) 값을 곱해준다. 따라서, 상기 A/D 변환기(15)는 항상 같은 크기의 신호를 상기 IF 증폭기(14)로부터 입력받아 디지털화한다. 상기 A/D 변환기(15)에서 디지털화된 통과대역 신호는 복조부(16)에서 반송파 복구, 심볼 클럭 복원, DC 제거등의 과정을 거친 후 채널 등화기(17)로 입력된다.
- <158> 상기 채널 등화기(17)는 상기된 도 1에서와 같이 채널 추정부(200), 채널 왜곡 보상부(300), 및 잡음 제거부(400)로 구성되어, 기저 대역의 디지털 신호와 동기 신호를 이용하여 상기 기저대역의 디지털 신호에 포함된 심볼간 간섭을 일으키는 진폭의 선형

왜곡, 건물이나 산등에서 반사되어 생기는 고스트 등을 제거한 후 동기화부(18)와 위상 보정기(19)로 출력한다.

<159> 상기 채널 등화기(17) 내의 채널 추정부(200), 채널 왜곡 보상부(300), 및 잡음 제거부(400)에 대한 구성 및 작용은 상기된 도 1 내지 도 7을 참조하여 상세히 설명하였으므로 생략한다.

<160> 한편, 동기화부(18)는 상기 채널 등화된 신호로부터 송신시 삽입되었던 데이터 세그먼트 동기 신호, 필드 동기 신호들을 복원한다. 이렇게 구해진 동기 신호들은 위상 보정기(19), FEC부(20)로 출력된다.

<161> 상기 위상 보정기(19)는 상기 채널 등화기(17)의 출력 신호로부터 상기 튜너(12)에서 야기된 잔류 위상 잡음을 제거하여 FEC부(20)로 출력한다. 상기 FEC부(20)는 상기 동기 신호들을 이용하여 위상 잡음이 제거된 신호로부터 송신 심볼을 복구하여 스트림 스트림 형태로 출력한다.

【발명의 효과】

<162> 이상에서와 같이 본 발명에 따른 채널 추정기 및 잡음 제거기를 이용한 주파수 영역 ZF 채널 등화 장치는 다음과 같은 효과가 있다.

<163> 첫째, LS 방식에 의한 정확한 채널 추정기를 사용함으로써, 전송 채널의 특성(예를 들면, 단일경로와 다중 경로, 정적 채널과 시변 채널 등등)에 관계없이 정확하게 전송 채널을 추정할 수 있다. 따라서, 이렇게 추정된 전송 채널을 이용하여 채널 등화기에서 채널 등화를 수행하면, 정확한 채널의 보상이 이루어질 수 있으므로 종래의 등화기(예를 들면, 시간 영역에서 채널 상황을 모르는 채널 블라인드로 동작하는 등화기나 초기 계수만

을 채널 추정값으로 사용하고 그 후에는 블라인드로 동작하는 등화기)와 비교하여 볼 때 그 성능이 우수하다.

<164> 둘째, 시간 영역에서 이루어지는 등화기의 경우 다중 경로 중에서 메인 경로만 남겨놓고 나머지 경로에 해당하는 ISI 성분을 모두 제거해야 하는 이유로 메인 경로가 시간에 따라서 변하는 경우 견고하게 동작을 하지 못하여 그로 인해 프레임 동기가 자주 깨지는 단점이 있는 반면에 본 발명에 따르는 채널 등화기는 주파수 영역에서 채널 등화를 수행함으로써, 시변 다중 경로 채널에 대해서도 견고한 프레임 동기를 제공하므로 이동 채널에서도 우수한 성능을 낼 수 있다.

<165> 셋째, 일반적인 제로 포싱 채널 등화기의 경우 채널의 주파수 응답에 깊은 널이 존재하는 경우(예를 들면, 채널의 임펄스 응답의 근이 단위원 상에 존재하는 0dB 고스트 채널상황 등), 주파수 응답의 역값이 존재하지 않음으로 해서 발산을 하는 현상을 초래하는 데 반해 본 발명에서 제안되는 ZF 주파수 등화과정은 역값을 계산함에 있어서 먼저 주소를 계산하고 실제 역값은 그 주소에서 나오는 ROM 테이블의 값을 사용함으로써 항상 유한한 값을 가지게 된다. 그리고 등화 후의 잔류 ISI나 등화시 증폭된 잡음은 잡음 제거기를 통하여 최소화 되도록 동작되기 때문에 상기와 같은 0dB 고스트 채널에서도 견고하게 동작할 수 있다.

<166> 넷째, 등화가 시간 영역이 아닌 주파수 영역에서 이루어짐으로써 시간 영역의 횡단 필터에 비하여 훨씬 간단한 하드웨어로 구현되는 FFT를 사용할 수 있으므로, 보다 긴 등화영역(Equalizing Range)을 이룰 수 있게 된다. 이로 인해 프리 롱 고스트(pre-long ghost) 혹은 포스트 롱 고스트(post-long ghost)에 대한 등화 성능이 시간 영역 등화기에 비하여 우월하다.

- <167> 이상 설명한 내용을 통해 당업자라면 본 발명의 기술 사상을 일탈하지 아니하는 범위에서 다양한 변경 및 수정이 가능함을 알 수 있을 것이다.
- <168> 따라서, 본 발명의 기술적 범위는 실시예에 기재된 내용으로 한정되는 것이 아니라 특허 청구의 범위에 의하여 정해져야 한다.

【특허청구범위】

【청구항 1】

채널을 통과한 디지털 TV 수신 신호로부터 원 신호를 복원하기 위한 채널 등화 장치에 있어서,

상기 채널을 통과한 수신 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하여 채널의 유한한 임펄스 응답 추정치를 출력하는 채널 추정부; 그리고

상기 수신 신호와 추정된 임펄스 응답을 각각 주파수 영역으로 변환한 후 주파수 영역에서 추정된 채널 임펄스 응답을 이용하여 상기 수신 신호의 채널 왜곡을 보상하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서, 상기 채널 추정부는

훈련시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 준비한 훈련신호와의 상호 상관값 $p(n)$ 을 계산하는 상호 상관값 생성부와,

훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬인 R^{-1} 의 계수와 상기 상호 상관값 $p(n)$ 을 행렬곱하여 순시 채널값 $\hat{h}_i(n)$ (여기서, $n = -N_a, -N_a+1, \dots, 0, \dots, N_c-1, N_c$)을 추정해 내는 순시 채널 추정부와,

기 저장된 이전 프레임의 추정 채널 $\hat{h}(n-1)$ 과 상기 순시 채널 추정부에서 출력되는 현재 순시 채널 $\hat{h}_i(n)$ 과의 평균을 구하여 출력하는 추정채널 필터부로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 3】

제 2 항에 있어서, 상기 상호 상관값 생성부는

훈련 신호만큼의 개수로 직렬 연결되어 입력 신호를 순차 지연시키는 다수의 지연기와,

상기 각 지연기의 출력과 해당 훈련신호 t_i , $0 \leq i \leq L-1$ 값들을 각각 곱하는 다수의 곱셈기와,

상기 각 곱셈기의 출력을 모두 더하여 상호 상관값 $p(n)$ 으로 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 4】

제 2 항에 있어서, 상기 순시 채널 추정부는

훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬인 R^{-1} 의 계수를 저장하고 있으며, R^{-1} 의 각 행값을 병렬로 출력하는 롬 테이블과,

상기 상호 상관값 $p(n)$ 을 순차 지연시키는 직렬 연결의 다수개의 지연기와,

상기 각 지연기의 출력과 상기 롬 테이블의 각 출력을 행렬곱하는 다수개의 곱셈기와,

상기 각 곱셈기의 출력을 모두 더하여 순시 채널값 $\hat{h}_i(n)$ 을 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 5】

제 1 항에 있어서, 상기 채널 왜곡 보상부는

상기 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부와,

상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답 $\hat{h}(n)$ 을 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와,

상기 주파수 영역으로 변환된 채널 임펄스 응답의 역 값을 미리 테이블화하여 저장하고 있는 롬과,

상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역 수신 신호의 왜곡을 상기 롬에서 출력된 신호를 이용하여 보정하는 복소 곱셈기와,

상기 복소 곱셈기에서 출력되는 주파수 영역 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 6】

제 1 항에 있어서, 상기 채널 왜곡 보상부는

수신되는 신호의 데이터 블록을 이전 데이터 블록과 중첩시켜서 2x FFT를 가능케 하는 $1x \rightarrow 2x$ 변환기와,

상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답 $\hat{h}(n)$ 을 2x FFT 블록에 맞도록 0 값으로 채워 넣는 제로 패딩기와,

상기 $1x \rightarrow 2x$ 변환기의 2x 데이터 블록을 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT부와,

상기 0값이 채워진 추정 채널 임펄스 응답을 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와,

상기 제 2 FFT부의 실수 및 허수의 출력을 제공하고 더해서 주소 $A(k)$ 를 생성하는 주소 생성기와,

채널 임펄스 응답의 역값을 미리 저장하고 있으며, 상기 주소 생성기의 주소에 해당하는 위치의 역값을 출력하는 ROM과,

상기 ROM의 출력값과 제 2 FFT부의 실수 및 허수값을 각각 곱하는 곱셈기와,

상기 제 1 FFT부에서 출력되는 주파수 영역 수신 데이터의 복소 출력값과 상기 곱셈기의 복소 출력값의 복소 곱셈을 수행하는 복소 곱셈기와,

상기 복소 곱셈기의 출력값을 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부와,

상기 IFFT부의 출력으로부터 $1x$ 블록의 데이터만 추출하는 $2x \rightarrow 1x$ 변환기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 7】

제 1 항에 있어서,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음과 잔류 심볼 간섭 성분을 제거하는 잡음 제거부를 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 8】

제 7 항에 있어서, 상기 잡음 제거부는

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 유색 잡음만을 추출하여 등화시 증폭된 잡음을 예측하는 잡음 예측기와,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음을 빼 잡음을 백색화시키는 감산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 9】

제 7 항에 있어서, 상기 잡음 제거부는

훈련기간 동안에는 훈련신호를, 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 판정값을 선택하여 원신호로 출력하는 선택기와,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 선택기의 출력을 빼 유색 잡음 $v(n)$ 만을 추출하는 제 1 감산기와,

상기 제 1 감산기의 출력을 입력받아 순차적으로 지연시키고, 그 지연된 값들을 이용하여 $v(n)$ 값을 예측하여 $\hat{v}(n)$ 을 생성해 내는 잡음 예측기와,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음 $\hat{v}(n)$ 을 빼서 잡음을 백색화시키는 제 2 감산기와,

상기 제 2 감산기에서 증폭 잡음이 제거된 신호를 입력받아 판정한 후 판정 결과를 상기 선택기로 출력하는 판정기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 10】

채널을 통과한 디지털 TV 수신 신호로부터 원 신호를 복원하기 위한 채널 등화 장치에 있어서,

상기 채널을 통과한 수신 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하여 채널의 유한한 임펄스 응답 추정치를 출력하는 채널 추정부;

상기 수신 신호와 추정된 임펄스 응답을 각각 주파수 영역으로 변환한 후 주파수 영역에서 추정된 채널 임펄스 응답을 이용하여 상기 수신 신호의 채널 왜곡을 보상하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부; 그리고

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음과 잔류 심볼 간섭 성분을 제거하는 잡음 제거부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 11】

제 10 항에 있어서, 상기 채널 추정부는

훈련시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 준비한 훈련신호와의 상호 상관값 $p(n)$ 을 계산하는 상호 상관값 생성부와,

훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬인 R^{-1} 의 계수와 상기 상호 상관값 $p(n)$ 을 행렬곱하여 순시 채널값 $\hat{h}_i(n)$ (여기서, $n = -N_a, -N_a+1, \dots, 0, \dots, N_c-1, N_c$)을 추정해 내는 순시 채널 추정부와,

기 저장된 이전 프레임의 추정 채널 $\hat{h}(n-1)$ 과 상기 순시 채널 추정부에서 출력되는 현재 순시 채널 $\hat{h}_i(n)$ 과의 평균을 구하여 출력하는 추정채널 필터부로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 12】

제 11 항에 있어서, 상기 상호 상관값 생성부는

훈련 신호만큼의 개수로 직렬 연결되어 입력 신호를 순차 지연시키는 다수의 지연기와,

상기 각 지연기의 출력과 해당 훈련신호 t_i , $0 \leq i \leq L-1$ 값들을 각각 곱하는 다수의 곱셈기와,

상기 각 곱셈기의 출력을 모두 더하여 상호 상관값 $p(n)$ 으로 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 13】

제 11 항에 있어서, 상기 순시 채널 추정부는

훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬인 R^{-1} 의 계수를 저장하고 있으며, R^{-1} 의 각 행값을 병렬로 출력하는 롬 테이블과,

상기 상호 상관값 $p(n)$ 을 순차 지연시키는 직렬 연결의 다수개의 지연기와,

상기 각 지연기의 출력과 상기 롬 테이블의 각 출력을 행렬곱하는 다수개의 곱셈기와,

상기 각 곱셈기의 출력을 모두 더하여 순시 채널값 $\hat{h}_i(n)$ 을 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 14】

제 11 항에 있어서, 상기 추정 채널 필터부는

이전 프레임의 평균 임펄스 응답 추정값을 저장하는 N개의 지연기와,

상기 지연기의 출력과 제 1 상수(β)를 곱하는 곱셈기와,

상기 순시 채널 추정부의 출력과 상기 곱셈기의 출력을 더하여 상기 지연기로 피드백하는 가산기와,

상기 가산기의 출력에 제 2 상수($1-\beta$)를 곱하여 채널 왜곡 보상부로 출력하는 곱셈기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 15】

제 10 항에 있어서, 상기 채널 왜곡 보상부는

상기 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부와,

상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답 $\hat{h}(n)$ 을 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와,

상기 주파수 영역으로 변환된 채널 임펄스 응답의 역 값을 미리 테이블화하여 저장하고 있는 롬과,

상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역 수신 신호의 왜곡을 상기 롬에서 출력된 신호를 이용하여 보정하는 곱셈기와,

상기 곱셈기에서 출력되는 주파수 영역 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 16】

제 10 항에 있어서, 상기 채널 왜곡 보상부는

수신되는 신호의 데이터 블록을 이전 데이터 블록과 중첩시켜서 2x FFT를 가능케 하는 $1x \rightarrow 2x$ 변환기와,

상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답 $\hat{h}(n)$ 을 2x FFT 블록에 맞도록 0 값으로 채워 넣는 제로 패딩기와,

상기 $1x \rightarrow 2x$ 변환기의 $2x$ 데이터 블록을 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT부와,
와,

상기 0값이 채워진 추정 채널 임펄스 응답을 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와,
와,

상기 제 2 FFT부의 실수 및 허수의 출력을 제공하고 더해서 주소 $A(k)$ 를 생성하는 주소 생성기와,

채널 임펄스 응답의 역값을 미리 저장하고 있으며, 상기 주소 생성기의 주소에 해당하는 위치의 역값을 출력하는 ROM과,

상기 ROM의 출력값과 제 2 FFT부의 실수 및 허수값을 각각 곱하는 곱셈기와,

상기 제 1 FFT부에서 출력되는 주파수 영역 수신 데이터의 복소 출력값과 상기 곱셈기의 복소 출력값의 복소 곱셈을 수행하는 복소 곱셈기와,

상기 복소 곱셈기의 출력값을 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부와,

상기 IFFT부의 출력으로부터 $1x$ 블록의 데이터만 추출하는 $2x \rightarrow 1x$ 변환기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 17】

제 16 항에 있어서, 상기 제로 패딩기는

제 1 FFT부에서 FFT를 수행하는 블록 사이즈를 $2M$ 이라고 가정하면, 상기 추정된 채널 임펄스 응답의 후단에 $2M - N$ (여기서 N 은 추정된 채널 임펄스 응답의 길이)개만큼의 0값을 첨가하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 18】

제 16 항에 있어서, 상기 ROM에는

$$ROM[A(k)] = \frac{1}{A(k)} \text{ 이 되도록 채널 임펄스 응답의 역값을 저장하는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.}$$

【청구항 19】

제 10 항에 있어서, 상기 잡음 제거부는

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 유색 잡음만을 추출하여 등화시 증폭된 잡음을 예측하는 잡음 예측기와,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음을 빼 잡음을 백색화시키는 감산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 20】

제 10 항에 있어서, 상기 잡음 제거부는

훈련기간 동안에는 훈련신호를, 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 판정값을 선택하여 원신호로 출력하는 선택기와,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 선택기의 출력을 빼 유색 잡음 $v(n)$ 만을 추출하는 제 1 감산기와,

상기 제 1 감산기의 출력을 입력받아 순차적으로 지연시키고, 그 지연된 값들을 이용하여 $v(n)$ 값을 예측하여 $\hat{v}(n)$ 을 생성해 내는 잡음 예측기와,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음 $\hat{v}(n)$ 을 빼서 잡음을 백색화시키는 제 2 감산기와,

상기 제 2 감산기에서 증폭 잡음이 제거된 신호를 입력받아 판정한 후 판정 결과를 상기 선택기로 출력하는 판정기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 21】

제 20 항에 있어서, 상기 잡음 예측기는
상기 제 1 감산기의 출력을 순차 지연시키는 다수개의 지연기와,
상기 각 지연기의 출력과 갱신되는 예측 계수를 각각 곱하는 다수개의 곱셈기와,
상기 각 곱셈기의 출력을 더하여 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 채널 등화 장치.

【청구항 22】

VSB 변조된 신호가 안테나를 통해 수신되면 튜닝에 의해 원하는 채널의 주파수를 선택한 후 중간 주파수(IF) 신호로 변환하는 튜너;

상기 튜너에서 출력되는 IF 신호를 디지털화하고 기저대역의 신호로 복조하는 복조기;

상기 복조기의 출력 신호로부터 전송 채널의 임펄스 응답을 추정하여 채널의 유한한 임펄스 응답 추정치를 출력하는 채널 추정부;

상기 수신 신호와 추정된 임펄스 응답을 각각 주파수 영역으로 변환한 후 주파수 영역에서 추정된 채널 임펄스 응답을 이용하여 상기 수신 신호의 채널 왜곡을 보상하고 다시 시간 영역으로 변환하는 채널 왜곡 보상부; 그리고.

상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 데이터의 위상 및 에러를 보정한 후 디코딩을 위해 출력하는 에러 보정부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 23】

제 22 항에 있어서, 상기 채널 추정부는

훈련시간을 검출하고 상기 훈련시간동안 채널을 통과한 훈련신호와 수신기에서 미리 준비한 훈련신호와의 상호 상관값 $p(n)$ 을 계산하는 상호 상관값 생성부와,

훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬인 R^{-1} 의 계수와 상기 상호 상관값 $p(n)$ 을 행렬곱하여 순시 채널값 $\hat{h}_i(n)$ (여기서, $n = -N_a, -N_a+1, \dots, 0, \dots, N_c-1, N_c$)을 추정해 내는 순시 채널 추정부와,

기 저장된 이전 프레임의 추정 채널 $\hat{h}(n-1)$ 과 상기 순시 채널 추정부에서 출력되는 현재 순시 채널 $\hat{h}_i(n)$ 과의 평균을 구하여 출력하는 추정채널 필터부로 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 24】

제 23 항에 있어서, 상기 순시 채널 추정부는

훈련신호의 자기상관 행렬의 역행렬인 R^{-1} 의 계수를 저장하고 있으며, R^{-1} 의 각 행값을 병렬로 출력하는 롬 테이블과,

상기 상호 상관값 $p(n)$ 을 순차 지연시키는 직렬 연결의 다수개의 지연기와,

상기 각 지연기의 출력과 상기 롬 테이블의 각 출력을 행렬곱하는 다수개의 곱셈기와,

상기 각 곱셈기의 출력을 모두 더하여 순시 채널값 $\hat{h}_i(n)$ 을 출력하는 가산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 25】

제 22 항에 있어서, 상기 채널 왜곡 보상부는

상기 수신된 신호를 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT(Fast Fourier Transform)부와,

상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답 $\hat{h}(n)$ 을 시간 영역에서 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와,

상기 주파수 영역으로 변환된 채널 임펄스 응답의 역 값을 미리 테이블화하여 저장하고 있는 롬과,

상기 제 1 FFT부에서 출력된 주파수 영역 수신 신호의 왜곡을 상기 롬에서 출력된 신호를 이용하여 보정하는 복소 곱셈기와,

상기 복소 곱셈기에서 출력되는 주파수 영역 신호를 다시 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부로 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 26】

제 22 항에 있어서, 상기 채널 왜곡 보상부는

수신되는 신호의 데이터 블록을 이전 데이터 블록과 중첩시켜서 2x FFT를 가능케 하는 1x \rightarrow 2x 변환기와,

상기 채널 추정부에서 추정된 채널 임펄스 응답 $\hat{h}(n)$ 을 2x FFT 블록에 맞도록 0 값으로 채워 넣는 제로 패딩기와,

상기 $1x \rightarrow 2x$ 변환기의 $2x$ 데이터 블록을 주파수 영역으로 변환하는 제 1 FFT부와,
 와,
 상기 0값이 채워진 추정 채널 임펄스 응답을 주파수 영역으로 변환하는 제 2 FFT부와,
 와,
 상기 제 2 FFT부의 실수 및 허수의 출력을 제공하고 더해서 주소 $A(k)$ 를 생성하는 주소 생성기와,
 채널 임펄스 응답의 역값을 미리 저장하고 있으며, 상기 주소 생성기의 주소에 해당하는 위치의 역값을 출력하는 ROM과,
 상기 ROM의 출력값과 제 2 FFT부의 실수 및 허수값을 각각 곱하는 곱셈기와,
 상기 제 1 FFT부에서 출력되는 주파수 영역 수신 데이터의 복소 출력값과 상기 곱셈기의 복소 출력값의 복소 곱셈을 수행하는 복소 곱셈기와,
 상기 복소 곱셈기의 출력값을 시간 영역으로 역변환하는 IFFT부와,
 상기 IFFT부의 출력으로부터 $1x$ 블록의 데이터만 추출하는 $2x \rightarrow 1x$ 변환기로 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 27】

제 22 항에 있어서,
 상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 등화시 증폭된 잡음을 예측하여 상기 채널 왜곡 보상부에서 출력되는 시간 영역 신호에 포함되어 있는 증폭 잡음과 잔류 심볼 간섭 성분을 제거하는 잡음 제거부를 더 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 28】

제 27 항에 있어서, 상기 잡음 제거부는

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 유색 잡음만을 추출하여 등화시 증폭된 잡음을 예측하는 잡음 예측기와,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음을 빼 잡음을 백색화시키는 감산기로 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 29】

제 27 항에 있어서, 상기 잡음 제거부는

훈련기간 동안에는 훈련신호를, 데이터 구간에는 잡음이 제거된 신호의 판정값을 선택하여 원신호로 출력하는 선택기와,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 선택기의 출력을 빼 유색 잡음 $v(n)$ 만을 추출하는 제 1 감산기와,

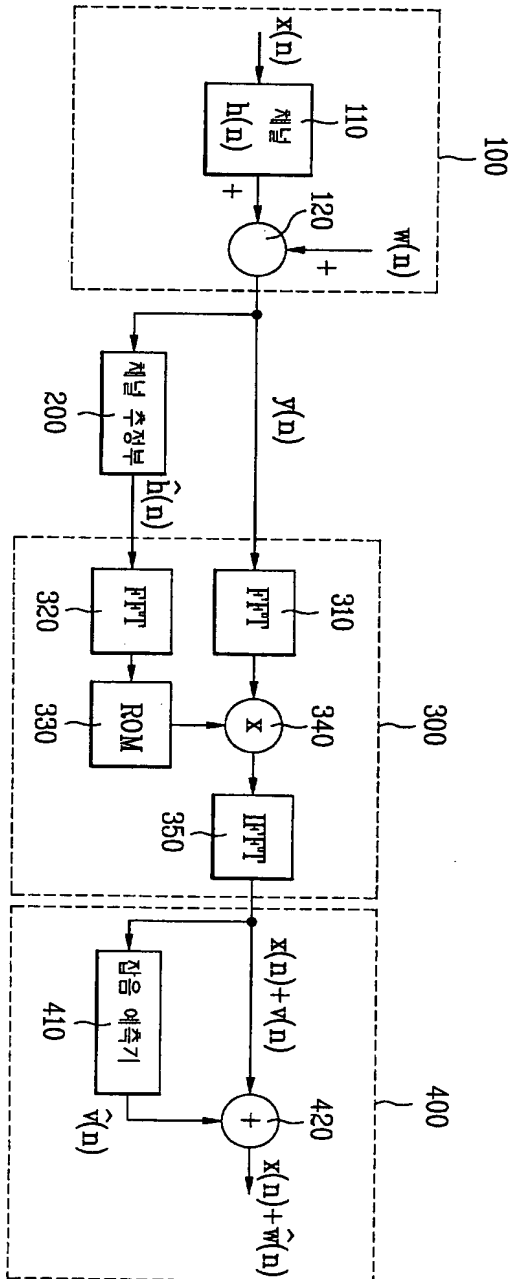
상기 제 1 감산기의 출력을 입력받아 순차적으로 지연시키고, 그 지연된 값들을 이용하여 $v(n)$ 값을 예측하여 $\hat{v}(n)$ 을 생성해 내는 잡음 예측기와,

상기 채널 왜곡 보상부의 출력으로부터 상기 잡음 예측기에서 예측된 잡음 $\hat{v}(n)$ 을 빼서 잡음을 백색화시키는 제 2 감산기와,

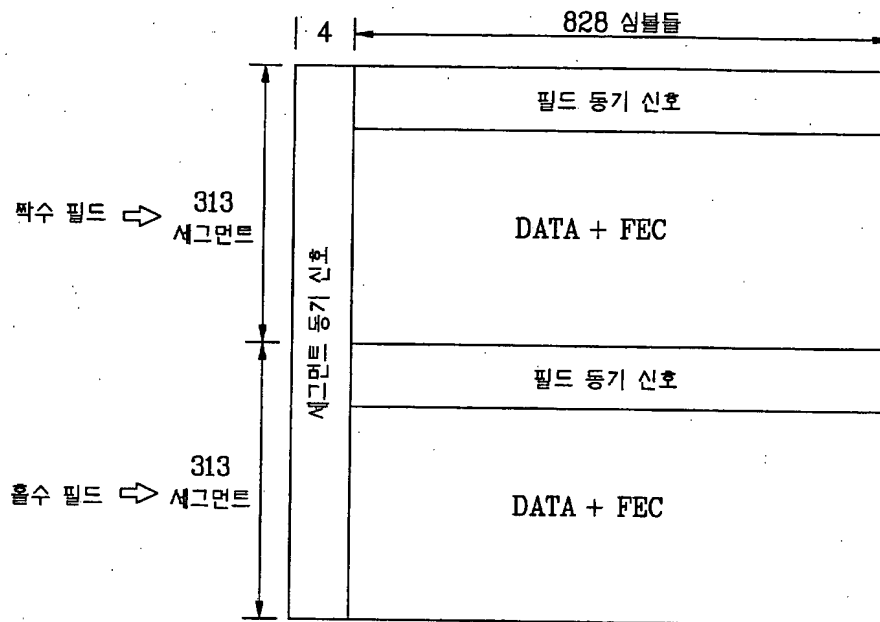
상기 제 2 감산기에서 증폭 잡음이 제거된 신호를 입력받아 판정한 후 판정 결과를 상기 선택기로 출력하는 판정기로 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【도면】

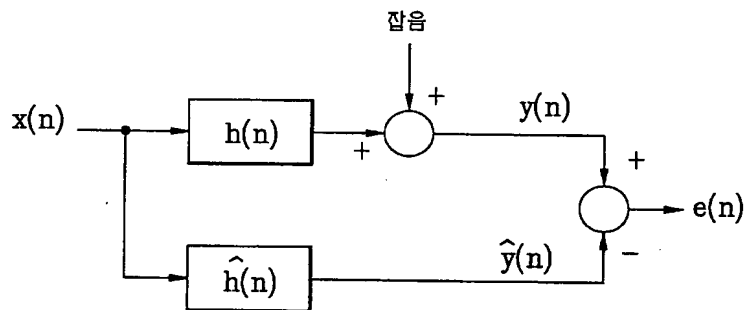
【도 1】



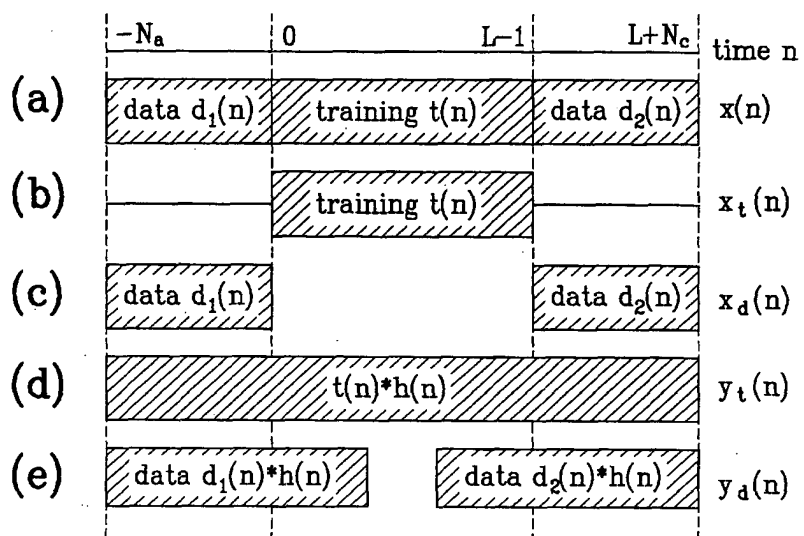
【도 2】



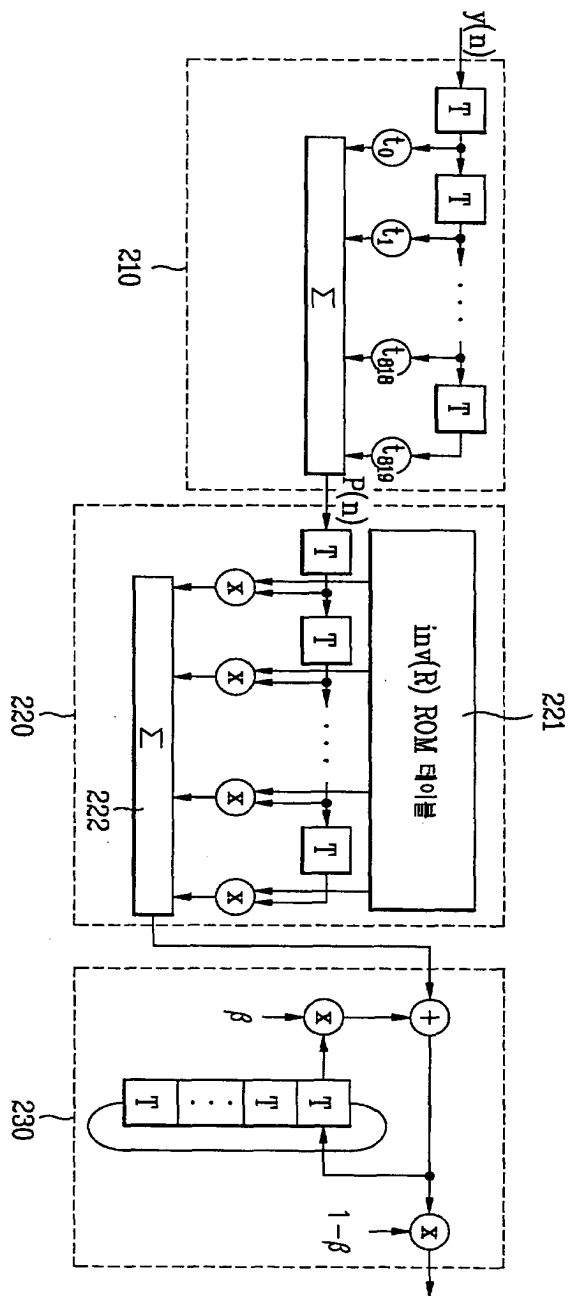
【도 3】



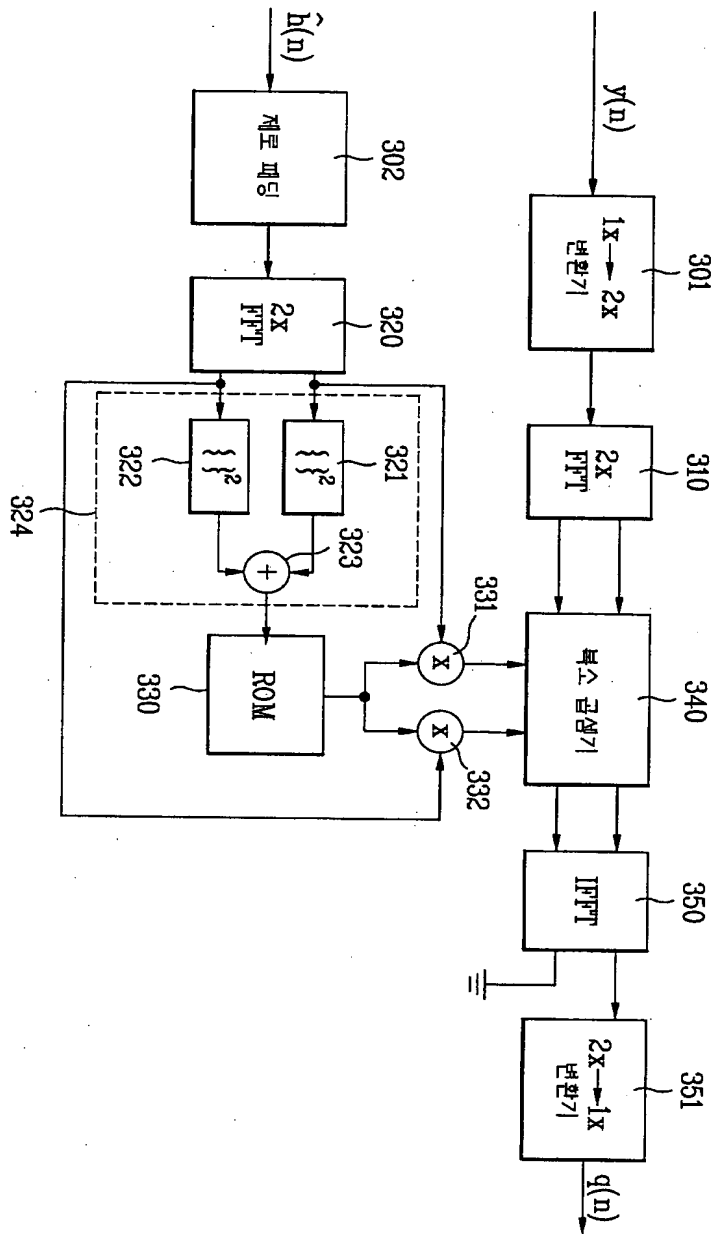
【도 4】



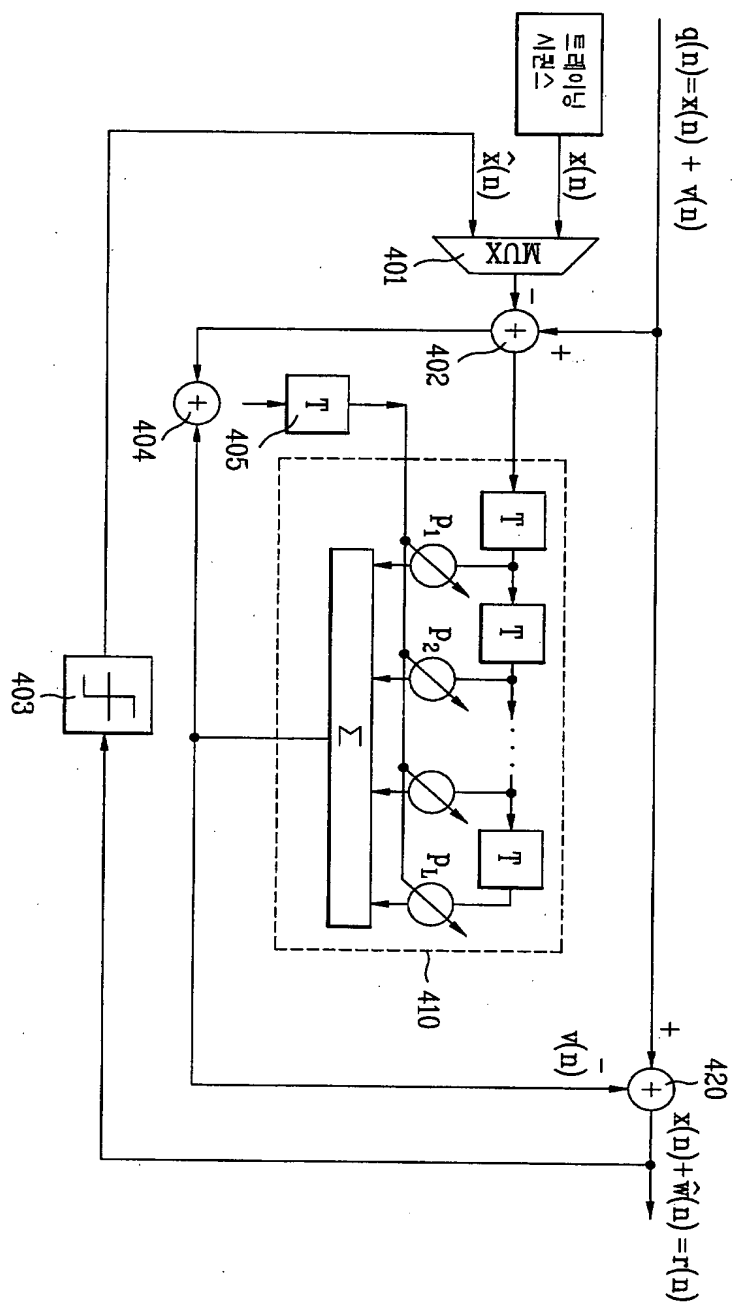
【도 5】



【도 6】



【도 7】



【도 8】

